

Digital half-band filter with finite pulse response

Patent number: DE19743663
Publication date: 1999-04-08
Inventor: WENZEL DIETMAR (DE)
Applicant: BOSCH GMBH ROBERT (DE)
Classification:
- **international:** H03H17/02; H03H17/06; H03K5/153
- **European:** H03H17/06C, H03H17/02F8D
Application number: DE19971043663 19971002
Priority number(s): DE19971043663 19971002

Abstract of DE19743663

A signal processor comprises signal paths only from a filter input (111) to an output (112). The filter contains polyphases (113, 114), with one polyphase (113) serving as a signal path for a middle coefficient. There is a first output multiplexer (130) coupled to the polyphases, and the filter is of an interpolation type. Preferably, the identical taps (110) comprise at least one multiplexer and one block with state registers, with the multiplexers energizing the state registers.

Data supplied from the **esp@cenet** database - Worldwide

THIS PAGE BLANK (USPTO)

(19) BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND

DEUTSCHES
PATENT- UND
MARKENAMT

(12) **Offenlegungsschrift**
(10) **DE 197 43 663 A 1**

(51) Int. Cl. 6:
H 03 H 17/02
H 03 H 17/06
// H03K 5/153

(21) Aktenzeichen: 197 43 663.3
(22) Anmeldetag: 2. 10. 97
(43) Offenlegungstag: 8. 4. 99

(71) Anmelder:
Robert Bosch GmbH, 70469 Stuttgart, DE

(72) Erfinder:
Wenzel, Dietmar, 71336 Waiblingen, DE

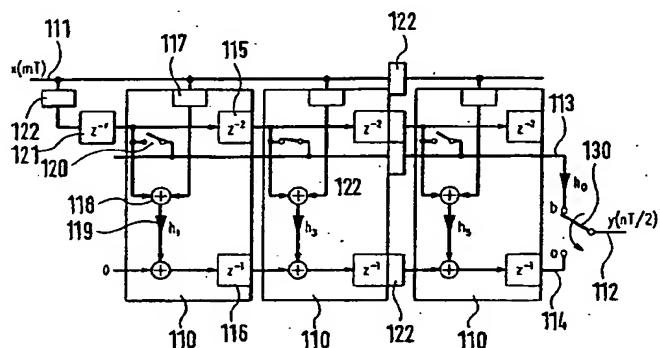
Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

(54) **Digitales Filter**

(57) Die vorliegende Erfindung betrifft ein digitales Filter, insbesondere ein digitales Halbband-Interpolationsfilter mit endlicher Impulsantwort. Die Erfindung ist einsetzbar auf dem Gebiet der Datenkommunikation, insbesondere auf dem Gebiet der Audio- und Videodatenkommunikation.

Die Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, ein digitales Filter bereitzustellen, das eine Frequenzvielfachung mit minimaler Koeffizientenzahl ermöglicht.

Die Erfindung ist gelöst durch ein digitales Filter mit endlicher Impulsantwort, wobei das Filter identische Signalverarbeitungsblöcke aufweist, sogenannte taps 110, die hintereinandergeschaltet sind, und wobei die Signalverarbeitung innerhalb des Filters nur von einem Eingang des Filters 111 zu einem Ausgang des Filters 112 gerichtete Signalpfade aufweist, dadurch gekennzeichnet, daß das Filter ein Halbbandfilter ist, daß das Filter Polyphasen 113, 114 aufweist, und daß eine der Polyphasen 113 ein Signalpfad für einen Mittelkoeffizienten ist.



Beschreibung

Die Erfindung betrifft ein digitales Filter, insbesondere ein digitales Halbband-Filter mit endlicher Impulsantwort nach dem Oberbegriff des Anspruchs 1.

5 Interpolations- bzw. Dezimationsfilter zur Änderung der Abtastfrequenz um einen Faktor 2 sind aus EP-B1-0 339 037 und aus DE-C2-37 05 209 bekannt. Bei den bekannten Filtern ist der Faktor zur Änderung der Abtastfrequenz auf den Wert 2 beschränkt und es kann darüber hinaus keine Änderung der Frequenzlage des Ausgangssignals durchgeführt werden.

10 Aus DE-C2-40 26 476 ist eine allgemeine Struktur für ein Polyphasenfilter bekannt. Die bekannten Polyphasenfilter sind hinsichtlich ihres Aufwandes, insbesondere hinsichtlich der Zahl der erforderlichen Multiplizierer, nicht optimiert.

Der Erfindung liegt daher das Problem zugrunde, ein digitales Filter bereitzustellen, das eine Frequenzvervielfachung mit minimaler Koeffizientenzahl ermöglicht. Im Rahmen von besonderen Ausführungsarten der Erfindung soll insbesondere ein effizientes digitales Filter bereitgestellt werden, das eine lineare Phase aufweist und das mit minimaler Koeffizientenzahl eine Erhöhung der Abtastfrequenz von komplexen Signalen um ganzzahlige Faktoren, die eine Potenz von 2 sind, ermöglicht. Darüber hinaus soll es möglich sein, die Frequenzlage des Ausgangs- bzw. Eingangssignals bei beliebigen Vielfachen der (geringeren) Abtastfrequenz am Eingang bzw. Ausgang zu wählen, ohne das dafür gesonderte Mischervorrichtungen erforderlich sind. Ferner soll die dabei verwendete Struktur modular aufgebaut sein und keine in Rückwärtsrichtung gerichteten Signalpfade enthalten, um beispielsweise zwischen einzelnen Modulen Register plazieren zu können.

20 Das Problem wird durch die in dem unabhängigen Patentanspruch offenbarte Filterstruktur gelöst. Besondere Ausführungsarten der Erfindung sind in den Unteransprüchen offenbart.

Das Problem ist bei einem digitalen Filter mit endlicher Impulsantwort, wobei das Filter identische Signalverarbeitungsblöcke aufweist, sogenannte taps, die hintereinander geschaltet sind, und wobei die Signalverarbeitung innerhalb des Filters nur von einem Eingang des Filters zu einem Ausgang des Filters gerichtete Signalpfade aufweist, dadurch gelöst, daß das Filter ein Halbband-Filter ist, daß das Filter Polyphasen aufweist, und daß eine der Polyphasen ein Signalpfad für einen Mittelkoeffizienten ist. Dabei wird vorzugsweise in dem Signalpfad für den Mittelkoeffizienten die Zahl der Zustandsregister verdoppelt. Durch die Verwendung eines Halbband-Filters in Polyphasendarstellung ist eine Frequenzvervielfachung mit minimaler Koeffizientenzahl möglich. Die Anzahl der erforderlichen Multiplizierer gegenüber der aus der Übertragungsfunktion abgeleiteten Filter-Direktstruktur wird signifikant reduziert, in der Regel, um den Faktor 3 bis 4. Die Halbband-FILTER sind durch eine symmetrische Impulsantwort gekennzeichnet. Darüber hinaus ermöglicht der modulare Aufbau des Filters, daß die Zahl der Koeffizienten bzw. der taps beliebig erweitert werden kann. Außerdem ist eine Zeitverzögerung zwischen den Modulen, beispielsweise durch Register, zulässig, da sich der Signalfluß von Modul zu Modul nur in einer Richtung vollzieht. Dies ist ein ganz besonders wichtiger Vorteil bei der Realisierung des Filters mittels integrierter Schaltkreise.

35 In einer besonderen Ausführungsart der Erfindung ist das digitale Filter dadurch gekennzeichnet, daß es einen ersten Multiplexer aufweist, der mit den Polyphasen gekoppelt ist. Durch die Einfügung dieses ersten Multiplexers am Eingang und/oder am Ausgang des Filters kann ein Interpolations- oder Dezimationsfilter realisiert werden. Ein solcher erster Multiplexer am Eingang des Filters schaltet die Signale von einer oder mehreren Eingangsleitungen im Zeitmultiplex auf die Polyphasen des Filters. Ein solcher erster Multiplexer am Ausgang des Filters schaltet die Polyphasen des Filters im 40 Zeitmultiplex auf eine oder mehrere Ausgangsleitungen. Des Weiteren ist das digitale Filter dadurch gekennzeichnet, daß der erste Multiplexer ein Ausgangsmultiplexer ist, und daß es sich bei dem Filter um ein Interpolationsfilter handelt. Bei einem solchen Filter ist es möglich, beispielsweise zwei Phasen des Filters am Ausgang mittels des Ausgangsmultiplexers im Zeitmultiplex auf eine Ausgangsleitung zu schalten und dadurch eine Verdoppelung der Abtastfrequenz des Ausgangssignals gegenüber dem Eingangssignal zu realisieren.

45 Bei einer weiteren besonderen Ausführungsart der Erfindung ist das Filter dadurch gekennzeichnet, daß die identischen taps mindestens einen Multiplexer und mindestens einen Block mit Zustandsregistern aufweisen, wobei der Multiplexer die Zustandsregister des Blocks ansteuert. Diese Vervielfachung der Zustandsregister in Blöcken ermöglicht einen Zeitmultiplex-Betrieb innerhalb des Filters selbst. Dadurch können innerhalb der Filterstufen bzw. innerhalb der taps mit den separaten Zustandsregistern mehrere Signale in frei wählbarer Reihenfolge parallel verarbeitet werden.

50 In einer weiteren besonderen Ausführungsart der Erfindung ist das digitale Filter dadurch gekennzeichnet, daß es einen Eingangsmultiplexer aufweist, und daß das Filter mehrkanalige, insbesondere komplexwertige Signale mit einem Real- und einem Imaginärteil verarbeitet. Auf diese Weise erhält man ein Halbband-Interpolations- oder Dezimationsfilter für komplexe und/oder mehrkanalige Signale, das im Zeitmultiplex für mehrere Signalpfade genutzt werden kann. Die Vervielfachung der Zustandsregister hat den Vorteil, daß die einzelnen Signalpfade für Signale mit unterschiedlichen Abtastfrequenzen betrieben werden können. Das letzte Modul der Filterstruktur unterscheidet sich von den übrigen taps durch einen spezifischen Multiplexer, der so schaltet, daß komplexe Signale interpoliert werden können. Die Multiplex-Reihenfolge ist zunächst frei festlegbar, wobei am Ausgang des Filters ein Paar von zwei zusammengehörigen Datenwerten erscheint. Wenn zwischen den taps des Filters Register zwischengeschaltet werden, müssen die Multiplexer der nachfolgenden taps entsprechend zeitverzögert arbeiten. Die Multiplexer am Eingang und Ausgang des Filters tragen wesentlich zu der Flexibilität der Filterstruktur bei. Sie ermöglichen insbesondere komplexe Eingangssignale zu verarbeiten, wobei Real- und Imaginärteil seriell oder parallel bearbeitet werden, und ermöglichen insbesondere Zwei-Kanal-Signale zu verarbeiten, wobei Kanal 1 und Kanal 2 seriell oder parallel bearbeitet werden. Bei einem Interpolationsfilter kann jeder Interpolationsstufe ein gesondertes Signal zugeführt werden, sofern diese Signale am eingangsseitigen Multiplexer angeschlossen sind. Darüber hinaus ermöglichen die Multiplexer komplexe Ausgangssignale auszugeben, wobei Real- und Imaginärteil parallel ausgegeben werden, und ermöglichen Zwei-Kanal-Signale auszugeben, wobei Kanal 1 und Kanal 2 parallel ausgegeben werden.

65 In einer weiteren besonderen Ausführungsart der Erfindung ist das Filter dadurch gekennzeichnet, daß die Multiplexer die Zustandsregister nach einer wahlfreien, aber vorgegebenen Reihenfolge ansteuern. Dadurch ist es möglich, daß auch

innerhalb der taps oder Module unterschiedliche Signalpfade oder unterschiedliche Gruppen von Signalpfaden unterschiedlich behandelt bzw. bearbeitet werden. Durch diese Flexibilität innerhalb der taps wird die Flexibilität der Filter-Gesamtanordnung weiter erhöht. Insbesondere ist es möglich, Signale mit verschiedenen Abtastfrequenzen zu verarbeiten und/oder verschiedene Filterfunktionen in den verschiedenen Signalpfaden zu realisieren.

In einer weiteren besonderen Ausführungsart der Erfindung ist das Filter dadurch gekennzeichnet, daß es einen Rückkoppelzweig von einem Ausgang zu einem Eingang des Filters aufweist, und daß der Rückkoppelzweig ein Verzögerungsglied aufweist. Dadurch wird ein dyadisch kaskadierbares Filter im Zeitmultiplex realisiert, wobei durch die Rückkopplung der Ausgangssignale auf den Eingang des Filters die Abtastfrequenz beispielsweise bei einem Interpolationsfilter, um ganzzahlige Potenzen von 2 erhöht werden kann. Das Verzögerungsglied im Rückkoppelzweig gewährleistet dabei eine phasenrichtige Zuführung der auf den Eingang rückgekoppelten Signale.

Bei einer weiteren besonderen Ausführungsart der Erfindung ist das Filter dadurch gekennzeichnet, daß in dem Rückkoppelzweig eine Signalverarbeitung im Zeitmultiplex stattfindet. Dadurch wird die Flexibilität der Filteranordnung weiter erhöht. Beispielsweise kann ein Signal nach einer entsprechenden Anzahl von Interpolationsstufen einer Frequenzmodulation unterzogen werden, bei der die Bandbreite des Signals um ein Vielfaches ansteigt. Dieses nun breitbandigere Signal wird der Interpolationsstruktur wieder zugeführt und weiter interpoliert.

Bei einer weiteren besonderen Ausführungsart der Erfindung ist das Filter dadurch gekennzeichnet, daß die Filterkoeffizienten während eines Multiplex-Filterbetriebs verändert werden. Durch einen derartigen Koeffizientenmultiplex, bei dem für jede Filterstufe ein separater Koeffizientensatz verwendet wird, wird die Länge der Impulsantwort des Filters vergrößert, ohne zusätzliche Multiplizierer einzusetzen. Dies wird erreicht, indem mehrere Filterstufen sequentiell zusammengeschaltet werden. Die Eigenschaften der Impulsantwort bezüglich der Symmetrie usw. gelten dann für die Gesamtlänge der Impulsantwort. Im Gegensatz zum Betrieb ohne Koeffizientenmultiplex erfolgt nicht eine mehrmalige Faltung mit derselben Impulsantwort, sondern die Länge der Impulsantwort wird vervielfacht. Die erste Filterstufe benutzt dabei den ersten Teil des Koeffizientenatzes, während im nächsten Schritt bei der zweiten Filterstufe auf den zweiten Teil des Koeffizientenatzes umgeschaltet wird. Dabei müssen alle drei Signale am Ausgang des letzten taps, das vor dem Ausgangsmultiplexer sitzt, nach dem Abschluß der ersten Filterstufe dem ersten tap, das sich an den Ausgangsmultiplexer anschließt, zugeführt werden. Die Ein- und Ausgangsmultiplexer sind derart zu erweitern, daß die Ergebnisse der ersten Filterstufe den Eingängen der zweiten Filterstufe zugeführt werden, um in einem zweiten Arbeitsschritt die zweite Hälfte der Filteroperation zu berechnen. Das Signal, das allen taps gemeinsam zugeführt wird, bleibt während der Zeit, in der die beiden Teil-Filteroperationen ausgeführt werden, konstant. Weiterhin ist zu beachten, daß sich der Abgriff des Signals für den Mittelkoeffizienten entsprechend für diese Filteroperation verschiebt und nur bei einer der beiden Teil-Filteroperationen erforderlich ist. Der Systemtakt der Filterstruktur ist um den der Anzahl der Filterstufen entsprechenden Faktor größer als die Abtastfrequenz des Eingangssignals.

Bei einer weiteren besonderen Ausführungsart der Erfindung ist das Filter dadurch gekennzeichnet, daß vor dem Ausgangsmultiplexer das Filter ein Glied zur Phasendrehung aufweist. Die Phasendrehung des Phasendrehglieds beträgt dabei Vielfache von 90 Grad. Dadurch können zumindest vier Multiplizierer gegenüber einem allgemeinen Phasendrehglied eingespart werden. Des weiteren hat dies den Vorteil, daß die Frequenzlage des Filter-Ausgangssignals bei beliebigen Vielfachen der Filter-Eingangsabtastfrequenz bzw. der halben Filter-Eingangs frequenz liegen kann. Dies ist erreichbar, ohne daß hierzu eine separate Modulation erforderlich ist.

Bei einer weiteren besonderen Ausführungsart ist das Filter dadurch gekennzeichnet, daß es in einem anwendungsspezifischen integrierten Schaltkreis (ASIC, Application Specific Integrated Circuit) implementiert ist. Ein solcher anwendungsspezifischer Schaltkreis realisiert ein besonders schnelles Filter mit einer besonders hohen Zuverlässigkeit während des Betriebes. Derartige anwendungsspezifische Schaltkreise können monolithisch, hybrid oder in einer monolithisch-hybrid Mischform realisiert werden. Insbesondere können dabei geeignete Hochgeschwindigkeits-Schaltungsentwürfe eingesetzt werden. Die Integration kann sowohl in Silizium als auch in Galliumarsenid (GaAs) oder anderen geeigneten Verbindungshalbleitern realisiert werden. Darüber hinaus ist auch die Verwendung von Metero-Bipolartransistoren (HBT) möglich.

Ein weiterer Vorteil der Erfindung besteht darin, daß sie zur Frequenzverschiebung eines Signals eingesetzt werden kann, ohne daß hierzu eine aufwendige zusätzliche Mischvorrichtung oder ein Multiplizierer oder dergleichen notwendig ist.

Weitere Vorteile, Merkmale und Einzelheiten der Erfindung ergeben sich den Unteransprüchen sowie der nachfolgenden Beschreibung, in der unter Bezugnahme auf die Zeichnungen mehrere Ausführungsbeispiele im Einzelnen beschrieben sind. Dabei können die in den Ansprüchen und in der Beschreibung erwähnten Merkmale jeweils einzeln für sich oder in beliebiger Kombination erfindungswesentlich sein.

Ein Weg zum Ausführen der beanspruchten Erfindung ist nachfolgend anhand der Zeichnungen im Einzelnen erläutert. In dem bzw. den beschriebenen Ausführungsbeispielen wird zumeist auf eine vierstufige Anordnung (Faktor L = 4) Bezug genommen. Es wird jedoch ausdrücklich darauf hingewiesen, daß die Anzahl der Stufen beliebig ausgelegt werden kann, und daß sich die Erfindung deshalb auf jegliche Stufenanzahl bezieht.

Fig. 1 zeigt ein Halbband-Interpolationsfilter;

Fig. 2 zeigt ein Halbband-Interpolationsfilter für komplexe Signale im Zeitmultiplexbetrieb;

Fig. 3 zeigt das Prinzip des 2-Phasen-Multiplexers für komplexe Signale aus der Fig. 2;

Fig. 4 zeigt ein dyadisch kaskadiertes Filter im Zeitmultiplexbetrieb;

Fig. 5 zeigt ein Multiplexschema für dyadische Kaskadierung;

Fig. 6 zeigt das Schaltprinzip des Ausgangsmultiplexers;

Fig. 7 zeigt die Schalttabelle der Multiplexer MX1 bis MX4 aus der Fig. 4;

Fig. 8 zeigt den Betragsfrequenzgang des Filters nach Fig. 4;

Fig. 9 zeigt eine Erweiterung des Filters aus der Fig. 4 für eine beliebige Wahl der Ausgangsfrequenzlage bei Vielfachen der Eingangs frequenz;

Fig. 10 zeigt die Frequenzlagen des interpolierten Signals;

DE 197 43 663 A 1

Fig. 11 zeigt eine Tabelle der von der Interpolationsstufe und der Frequenzlage m des Ausgangssignal abhängigen ganzzahligen Faktoren k;

Fig. 12 zeigt den Abstand des Signalbandes vom Übergangsbereich des Interpolationsfilters für Ausgangsfrequenzen von Vielfachen der halben Filter-Eingangsfrequenz;

5 Fig. 13 zeigt die Ein- und Auskopplung von Signalen zwischen zwei Interpolationsstufen;
 Fig. 14 zeigt die Kaskadierung mehrerer Strukturen.

Die Fig. 1 zeigt ein Halbband-Interpolationsfilter gemäß der vorliegenden Erfindung. Die Fig. 1 zeigt insbesondere ein digitales Filter mit endlicher Impulsantwort, wobei das Filter identische Signalverarbeitungsblöcke und eine minimale Anzahl von Multiplizieren aufweist, sogenannte taps 110, die hintereinandergeschaltet sind, und wobei die Signalverarbeitung innerhalb des Filters nur von einem Eingang des Filters 111 zu einem Ausgang des Filters 112 gerichtete Signalpfade aufweist, dadurch gekennzeichnet, daß das Filter Polyphasen 113, 114 aufweist, und daß eine der Polyphasen 113 ein Signalpfad für einen Mittelkoeffizienten ist. Die einzelnen taps 110 sind jeweils identisch aufgebaut und weisen insbesondere Zustandsregister 115, 116, weitere Register 117, Addierer 118, Multiplizierer 119 sowie Schalter 120, die mit dem Signalpfad für einen Mittelkoeffizienten 113 verbunden sind, auf. Die Eingangssignalfolge x(mT) wird von dem Filter 15 in eine Ausgangssignalfolge y(nT/2) umgewandelt. Die Filteranordnung weist darüber hinaus weitere Zustandsregister 121 sowie weitere Register 122 auf. In der in der Fig. 1 dargestellten Ausgestaltung weist das Filter darüber hinaus einen ersten Multiplexer 130 am Ausgang des Filters auf, der mit den Polyphasen 113, 114 und dem Ausgangssignal 112 gekoppelt ist. In welchem tap n_{h_0} der Wert für h_0 ausgekoppelt wird, hängt von der Zahl N_T der taps ab. Dabei gilt:

$$20 \quad n_{h_0} = \begin{cases} \frac{N_T + 1}{2}, & N_T \text{ ungerade} \\ \frac{N_T}{2} + 1, & N_T \text{ gerade} \end{cases}$$

25

Die Impulsantwort des Filters läßt sich so skalieren, daß sich für den Wert h_0 immer der Wert 1 ergibt, so daß der entsprechende Multiplizierer entfallen kann. Das in der Fig. 1 gezeigte Halbband-Interpolationsfilter wird aufgrund der nur in Vorwärtsrichtung gerichteten Signalpfade auch als systolisches Halbband-Interpolationsfilter bezeichnet.

30 Die Fig. 2 zeigt ein systolisches Halbband-Interpolationsfilter für komplexe Signale im Zeitmultiplexbetrieb. Die Vervielfachung der Zustandsregister um den Faktor L in Blöcken 201 von Zustandsregistern 202 ermöglicht den Betrieb der Filterstruktur im Zeitmultiplexbetrieb. Die Zustandsregister 202 sind dabei jeweils aufgeteilt in einen Realteil 203 und einen Imaginärteil 204. Darüber hinaus weisen die taps 110 einen Multiplexer 205 auf, wobei der Multiplexer 205 die Zustandsregister 202 eines Blocks 201 ansteuert. Die in der Fig. 2 dargestellte Filteranordnung weist zudem einen Eingangsblock 210 mit einem Multiplexer 211 auf. Weiterhin weist das Filter einen Eingangsmultiplexer 212 auf, der es dem Filter ermöglicht, mehrkanalige insbesondere komplexwertige Signale $x_k(nT)$ mit einem Real- und einem Imaginärteil zu verarbeiten. Das letzte Modul 213 der Struktur unterscheidet sich von den vorhergehenden taps 110 durch den ausgangsseitigen Multiplexer 214 der auf der Struktur nach Fig. 3 basiert. Am Ausgang des Filters wird eine Signalfolge $y_k(nT/2)$ mit einem getrennten Realteil 215 und Imaginärteil 216 ausgegeben.

35 Die Fig. 3 zeigt das Prinzip des 2-Phasen-Multiplexers für komplexe Signale aus der Fig. 2. Gemäß dem dargestellten Schaltprinzip kann die Schaltperiode des Multiplexers auf $T/2L$ begrenzt werden, wenn L komplexe Signale interpoliert werden. Die Multiplex-Reihenfolge ist zunächst frei festlegbar, wobei am Ausgang immer ein Paar 215, 216 von zwei zusammengehörigen Datenwerten erscheint.

40 Soll der Zeitversatz um eine halbe Systemtastperiode beim ausgangsseitigen Multiplexer 214 vermieden werden, so ist die Zahl der Register im Ausgangsmultiplexer zu verdoppeln.

45 Die angegebenen Multiplexschemen für MX2 und MX3 sind dann gegenseitig abwechselnd auf die eine Hälfte der Register und anschließend auf die andere Hälfte der Register anzuwenden. Die zeitliche Reihenfolge der Phasen a und b bei den Multiplexern ist abhängig davon, ob die Anzahl N_T der taps 110 gerade oder ungerade ist:

$$50 \quad \text{zeitliche Reihenfolge} \rightarrow \begin{cases} a \rightarrow b, & N_T \text{ ungerade} \\ b \rightarrow a, & N_T \text{ gerade} \end{cases}$$

55 Erweitert man die Struktur der Fig. 2 durch eine Signalrückführung, kann sie als dyadisch kaskadierte Filteranordnung im Zeitmultiplex betrieben werden.

Die Fig. 4 zeigt ein dyadisch kaskadiertes Filter im Zeitmultiplexbetrieb. Das in der Fig. 3 dargestellte Filter ist um die Signalrückführung 301 erweitert. Dabei wird jeder zweite Wert des Filterausgangs 302 auf den Filtereingang 303 zurückgeführt und jeder 2^{L-1} -te Wert im rückgeführten Signalstrom durch einen neuen Eingangssignalwert $x(nT)$ ersetzt. Um den rückgeführten Signalstrom phasenrichtig dem Eingangsmultiplexer MX1 zuzuführen, muß eine entsprechende Zahl von Verzögerungsgliedern 304 in den Rückführungspfad eingefügt werden, vorzugsweise durch ein FIFO geeigneter Größe. Aufgrund der Kaskadierung von L Interpolationsstufen, die jeweils die Abtastrate verdoppeln, können die Multiplizierer und Addierer in den taps 110 nach dem in der nachfolgend beschriebenen Fig. 5 dargestellten Multiplexschema für die Multiplexer MX2 in der Fig. 4 betrieben werden. Die Rechenzeit T_R teilt sich wie folgt auf die einzelnen Stufen auf, wenn T die Eingangsabtastperiode ist und jedes tap 110 in der Periode

65

$$T_S = \frac{T}{2^{L+1}}$$

je eine vollständige Operation für den Real- und den Imaginärteil abschließt:

$$T_R = \underbrace{2^L \frac{T}{2^{L+1}}}_{L. \text{ Stufe}} + \underbrace{2^{L-1} \frac{T}{2^{L+1}}}_{L-1. \text{ Stufe}} + \dots + \underbrace{2 \frac{T}{2^{L+1}}}_{2. \text{ Stufe}} + \underbrace{\frac{T}{2^{L+1}}}_{1. \text{ Stufe}}$$

$$= T \sum_{l=1}^L \frac{1}{2^l}$$

Auf diese Weise können beliebig viele Interpolationsstufen ineinander verschachtelt werden, da gilt:

$$\sum_{l=1}^L \frac{1}{2^l} = 1.$$

Ein tap 110 benötigt für eine Operation die Zeitdauer:

$$T_T = \frac{T_s}{2} = \frac{T}{2^{L+2}}$$

Die Fig. 5 zeigt das Multiplexschema für eine dyadische Kaskadierung mit $L = 4$. Die Multiplexschemen genügen folgenden Beziehungen:

$$MX1(iT_T) = 1 + i \bmod 2 + 2 \cdot (\delta_{i \bmod 2^{L-1}; 2^{L-1}} + \delta_{i \bmod 2^{L-1}; 2^{L-2}}) \quad i = 0, 1, 2, \dots$$

$$MX2(iT_T) = \begin{cases} \sum_{l=1}^L (2l-1) \cdot \delta_{2^{L-l-1}; \frac{i}{2} \bmod 2^{L-l+1}} & , \quad i = 0, 2, 4, \dots \\ \sum_{l=1}^L 2l \cdot \delta_{2^{L-l-1}; \frac{i-1}{2} \bmod 2^{L-l+1}} & , \quad i = 1, 3, 5, \dots \end{cases}$$

$$= \delta_{0; i \bmod 2} \cdot \sum_{l=1}^L 2l \cdot \delta_{2^{L-l-1}; \frac{i}{2} \bmod 2^{L-l+1}} + \delta_{1; i \bmod 2} \cdot \sum_{l=1}^L (2l-1) \cdot \delta_{2^{L-l-1}; \frac{i-1}{2} \bmod 2^{L-l+1}}, \quad i = 0, 1, 2, \dots$$

$$MX3\left((i + \frac{1}{2})T_T\right) = \sum_{l=1}^L l \cdot \delta_{3 \cdot 2^{L-l-1}; i \bmod 2^{L-l+2}} + (L+l) \cdot \delta_{2^{L-l-1}; i \bmod 2^{L-l+2}}, \quad i = 0, 1, 2, \dots$$

$$MX4\left((i + \frac{1}{2})T_T\right) = ((i+1) \bmod 2) + 1, \quad i = 0, 1, 2, \dots$$

wobei

$$\delta_{i;j} = \begin{cases} 0 & , i \neq j \\ 1 & , i = j \end{cases}$$

das Kronecker-Symbol ist.

Die Fig. 6 zeigt das Schaltprinzip des Ausgangsmultiplexers 214. Dargestellt ist die Verschaltung der Realteile von jeweils vier Kanälen der beiden Phasen a und b durch den Multiplexer MX3 auf den Ausgangssignalpfad für den Realteil des komplexen Signals $y(nT/16)$. Die in der Fig. 4 gezeigten Multiplexer MX3 und MX4 arbeiten dabei um $T_T/2$ verzögert gegenüber den Multiplexern MX1 und MX2.

Die Fig. 7 zeigt eine Schalttabelle der Multiplexer MX1 bis MX4 aus der Fig. 4. Das dargestellte Beispiel gilt für eine Anzahl der komplexen Signale, die interpoliert werden, von 4. Entsprechend den Werten in der dargestellten Schalttabelle schalten die Multiplexer MX1, MX2, MX3 und MX4 die zugehörigen Signalkanäle durch.

Die Fig. 8 zeigt den Betragsfrequenzgang des Filters nach der Fig. 4 für eine Interpolation um den Faktor 16, wobei in diesem Ausführungsbeispiel sechs verschiedene Koeffizienten ungleich 0 mit einer Wortbreite von 16 bit verwendet werden. Die Impulsantwort ist für eine auf die Eingangsbastfrequenz bezogene Grenzfrequenz von 0,34 festgelegt. Die Welligkeit im Durchlaßbereich 801 liegt dabei unter $\pm 0,01$ dB und die minimale Sperrdämpfung im Sperrbereich beträgt 68 dB.

Die Fig. 9 zeigt eine Erweiterung der Filterstruktur aus Fig. 4 für eine beliebige Wahl der Ausgangsfrequenzlage bei Vielfachen der Eingangsfrequenz. Mit einem dem Filter nachgeschalteten Phasendrehglied 901 kann die Phase eines je-

den Abtastwertes individuell um Vielfache von 90° gedreht werden. Hierbei ist keine Multiplikation erforderlich. Durch das Phasendrehglied 901 erfolgt lediglich eine Invertierung und/oder Vertauschung von Real- und Imaginärteil. Dadurch können vier Multiplizierer gegenüber einem allgemein üblichen Phasendrehglied eingespart werden.

Die Fig. 10 zeigt die Frequenzlagen des interpolierten Signals. Mit der in Fig. 9 dargestellten Filteranordnung können alle in der Fig. 10 gezeigten Frequenzlagen für das Ausgangssignal gewählt werden, indem die entsprechende Modulationskomponente ausgefiltert wird. Zu beachten ist in der Fig. 10 die relative Frequenzskalierung auf der Abszisse. Durch die mit jedem Filterdurchlauf erzielte Verdoppelung der Abtastrate verbreitert sich entsprechend das Filterspektrum. Durch das Phasendrehglied 901 erfolgt nach einer l-ten Interpolationsstufe eine Frequenzverschiebung durch Multiplikation mit

$$10 \quad e^{j n k_l \frac{\pi}{2}}$$

15 Dabei ist n der fortlaufende Index der Abtastwerte nach der l-ten Interpolationsstufe und k_l ein von der Interpolationsstufe 1 und Frequenzlage m des Ausgangssignals abhängiger ganzzahliger Faktor. Das rekursive Bildungsgesetz für die Faktoren k_l lautet:

$$20 \quad k_1(m) = 0$$

$$25 \quad k_2(m) = \sin\left(\frac{\pi}{2}m\right)$$

$$30 \quad k_3(m) = \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot (m - k_2(m)) \cdot \frac{1}{2}\right)$$

$$35 \quad k_i(m) = \sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \left(\dots \left((m - k_{i-1}(m)) \cdot \frac{1}{2} - k_i(m) \right) \cdot \frac{1}{2} - \dots k_1(m) \right) \cdot \frac{1}{2}\right)$$

$$40 \quad k_L(m) = \left(\left(\dots \left((m - k_{L-1}(m)) \cdot \frac{1}{2} - k_L(m) \right) \cdot \frac{1}{2} - \dots k_1(m) \right) \cdot \frac{1}{2} \right) \overline{\text{mod}} 4$$

wobei

$$45 \quad x \overline{\text{mod}} y = \begin{cases} x \text{ mod } y & , \text{für } x \text{ mod } y \leq \frac{y}{2} \\ (x \text{ mod } y) - y & , \text{für } x \text{ mod } y > \frac{y}{2} \end{cases}$$

ist.

Die Frequenzlage m ergibt sich zu:

$$50 \quad m = \sum_{l=1}^L k_l \cdot 2^{l-1}$$

55 Die Fig. 11 zeigt eine Tabelle der von der Interpolationsstufe 1 und von der Frequenzlage m des Ausgangssignals abhängigen ganzzahligen Faktoren k_1, k_2, k_3, k_4 . Die Werte der Faktoren sind gemäß dem vorstehend beschriebenen rekursiven Bildungsgesetz ermittelt. Die Berechnung der Multiplexschemata ist nur einmal durchzuführen und wird anschließend in Form einer Tabelle in einem Speicher abgelegt.

60 Die vorangegangenen Darstellungen gelten für den allgemeinen Fall der Verarbeitung von komplexen Signalen. Für die Verarbeitung von reellen Signalen können je nach Ausführungsbeispiel die für den Imaginärteil vorgesehenen Teile der Zustandsregister 202 entfallen und die Multiplexblöcke am Eingang 211 und am Ausgang 214 vereinfacht werden. Die Wahl der Eingangs- bzw. Ausgangsfrequenzlage wird aufgrund der reellen Verarbeitung entsprechend eingeschränkt.

65 In der Fig. 12 ist der Abstand des Signalbandes 1201 vom Übergangsbereich 1202 des Interpolationsfilters für Ausgangsfrequenzlagen von $N \times (f_A/2)$ dargestellt. Bei den in der Fig. 10 dargestellten Verhältnissen wird der Durchlaßbereich des Interpolationsfilters in der ersten Stufe durch die Bandbreite des Eingangssignals vollständig ausgenutzt. Speist man demgegenüber schmalbandigere Signale in das Filtersystem ein oder wählt ein Filter mit einem steileren Übergang, so daß das Ende des Signalbandes 1201 wie in der Fig. 12 dargestellt vor dem Symmetriepunkt 1203 des Betragsfrequenzganges 1204 des Halbbandfilters bei einem Viertel der Abtastfrequenz liegt, so verfeinert sich das Frequenzraster für das Ausgangssignal um 100 Prozent. Unter dieser Voraussetzung kann bereits nach der ersten Interpolationsstufe eine

Frequenzvervielfachung erfolgen. Die Frequenzlage des Ausgangssignals ist dann bei beliebigen Vielfachen der halben Eingangsaufschwungsfrequenz wählbar. Entsprechend umgekehrt kann das Verfahren bei einem Dezimationsfilter angewendet werden, wenn die Voraussetzung nach Fig. 12 für das Filter der letzten Dezimationsstufe erfüllt ist. Für ein derartiges feineres Frequenzraster beginnt das vorstehend beschriebene und in der Fig. 11 in Form einer Tabelle dargestellte Rekursionsschema bereits mit

$$k_1(m) = \sin\left(\frac{\pi}{2}m\right).$$

Ein weiterer Vorteil der vorstehend beschriebenen Ausführungsformen liegt darin, daß die Signale nach jeder beliebigen Filterstufe aus der Signalverarbeitungskette innerhalb der Struktur ausgekoppelt werden können, um das Signal zusätzlichen Verarbeitungsschritten unterwerfen zu können. So kann beispielsweise das Signal nach einer entsprechenden Zahl von Interpolationsschritten einer Frequenzmodulation unterworfen werden, bei der die Bandbreite des Signals um ein Vielfaches ansteigt. Dieses nun breitbandigere Signal wird der Interpolationsstruktur wieder zugeführt und weiter interpoliert. Wegen des breitbandigeren Signals benötigt man nun wieder steilflankigere Interpolationsfilter, so daß die zur Verfügung stehende Anzahl der Koeffizienten wieder benötigt wird.

Die Fig. 13 zeigt eine Ein- und Auskopplung von Signalen zwischen zwei Interpolationsstufen. Je nach Konfiguration der Ein- und Ausgangsmultiplexer können die Signale im Zeitmultiplex durch die Ein- bzw. Ausgangsschnittstellen der Struktur transferiert werden oder parallel über mehrere Datenein- und Datenausgänge. In der Fig. 13 sind jeweils zwei Eingänge $x(nT)$, $y_1(nT/2^n)$ und Ausgänge $y_1(nT/2^n)$, $y_2(nT/16)$ eingezeichnet.

Wird die Ausgangsstufe durch einen zusätzlichen Addierer erweitert, daß die Polyphasen a und b addiert werden, so kann die Struktur sowohl als ein- als auch als mehrkanaliges Halbbandfilter mit endlicher Impulsantwort für reelle und komplexe Signale betrieben werden. Für den Mehrkanalbetrieb können dabei die Zustandsregister im Multiplexbetrieb verwendet werden. Die einzelnen Kanäle können entsprechend der vorstehend beschriebenen parallelen Verarbeitung verschiedener Signale mit gleicher oder unterschiedlicher Abtastfrequenz auch unterschiedliche Abtastfrequenzen aufweisen. Werden nur reelle Signale verarbeitet, so verdoppelt sich die mögliche Kanalzahl entsprechend.

Die vorstehend beschriebenen Strukturen und Verfahren können nicht nur für Interpolationsfilter sondern in entsprechender Weise auch für Dezimationsfilter eingesetzt werden, wenn auf sie die bekannten Transponierungsgesetze für digitale Filter angewendet werden. Die Anzahl der Multiplizierer und Zustandsregister bleibt dabei erhalten.

Bei den vorstehend genannten Ausführungsarten der Erfindung galten die Koeffizienten jeweils gemeinsam für alle Filteroperationen. Durch Einführung einer Multiplexstruktur für die Koeffizienten in analoger Weise wie bei den Zustandsregistern ist es aber möglich, jede einzelne Filterstufe mit einem unterschiedlichen Koeffizientensatz zu betreiben. Die Koeffizientenzahl und die Symmetrieeigenschaften der Impulsantwort bleiben für alle Stufen gleich, jedoch kann nun die Impulsantwort für jede Stufe getrennt festgelegt und optimiert werden.

Besitzt die Struktur in allen Filterstufen dieselben Koeffizienten, so werden die Eigenschaften hinsichtlich der Welligkeit im Durchlaßbereich der Gesamtstruktur im Wesentlichen durch das Filter bestimmt, das bei der Stufe mit der niedrigsten Abtastfrequenz betrieben wird. Der Grad der ersten Interpolationsstufe bestimmt in diesem Fall den Gesamtfiltergrad. Bei höheren Interpolationsstufen ist dieser Grad eventuell nicht unbedingt erforderlich. Umgekehrt wird die minimale Gesamtsperrdämpfung im Sperrbereich durch die Sperrdämpfung des letzten Interpolationsfilters bestimmt. Um beispielsweise die Sperrdämpfung zu erhöhen, werden mehrere Filterstufen sequentiell zusammengeschaltet. Diese Filterstufen arbeiten dann mit derselben Abtastfrequenz. Auf diese Weise wird das Signal mehrfach hintereinander mit derselben Impulsantwort gefaltet.

Die Fig. 14 zeigt eine Kaskadierung von zwei Strukturen 1401, 1402. Um Impulsantworten größerer Länge zu realisieren und das System ohne erhöhte Abtastfrequenz zu betreiben, werden die vier Ein- und Ausgangssignale des letzten taps 1403 vor dem Ausgangsmultiplexer 214 in der Fig. 4 anstelle der vier Signale nach dem Multiplexer 302 aus der Struktur herausgeführt und in das erste tap 1404 der folgenden Struktur 1402 über vier Dateneingänge 1405 eingespeist. Die Eingangs- und Ausgangsmultiplexer, die sich zwischen den beiden Strukturen 1401, 1402 befinden, werden überbrückt und sind in der Fig. 14 daher nicht dargestellt. Damit ist eine Hintereinanderschaltung von beliebig vielen Strukturen und damit eine beliebig lange Impulsantwort möglich. Jede einzelne Struktur 1401, 1402 kann beispielsweise in einem integrierten Schaltkreis, vorzugsweise einem anwendungsspezifischen integrierten Schaltkreis (ASIC) implementiert werden, wodurch es möglich ist, identische integrierte Schaltkreise in Serienschaltung zu betreiben.

Patentansprüche

1. Digitales Filter mit endlicher Impulsantwort, wobei das Filter identische Signalverarbeitungsblöcke aufweist, sogenannte taps (110), die hintereinandergeschaltet sind, und wobei die Signalverarbeitung innerhalb des Filters nur von einem Eingang des Filters (111) zu einem Ausgang des Filters (112) gerichtete Signalpfade aufweist, dadurch gekennzeichnet, daß das Filter ein Halbband-Filter ist, daß das Filter Polyphasen (113, 114) aufweist, und daß eine der Polyphasen (113) ein Signalpfad für einen Mittelkoeffizienten ist.
2. Digitales Filter nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß das Filter einen ersten Multiplexer (130) aufweist, der mit den Polyphasen (113, 114) gekoppelt ist, daß der erste Multiplexer (130) ein Ausgangsmultiplexer ist und daß es sich bei dem Filter um ein Interpolationsfilter handelt.
3. Digitales Filter nach einem der Ansprüche 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß die identischen taps (110) mindestens einen Multiplexer (205) und mindestens einen Block (201) mit Zustandsregistern (202) aufweisen, wobei der Multiplexer (205) die Zustandsregister (202) des Blocks (201) ansteuert.
4. Digitales Filter nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß das Filter einen Eingangsmultiplexer aufweist, und daß das Filter mehrkanalige, insbesondere komplexwertige Signale $x_k(nT)$ mit einem Real- und einem Imaginär-

DE 197 43 663 A 1

teil verarbeiten.

5. Digitales Filter nach Anspruch 2, 3 oder 4, dadurch gekennzeichnet, daß die Multiplexer (MX1, MX2, MX3, MX4) die Zustandsregister (202) nach einer wahlfreien vorgegebenen Reihenfolge ansteuern.
6. Digitales Filter nach Anspruch 4 oder 5, dadurch gekennzeichnet, daß das Filter einen Rückkoppelzweig (301) von einem Ausgang (302) zu einem Eingang (303) des Filters aufweist, und daß der Rückkoppelzweig (301) ein Verzögerungsglied (304) aufweist.
7. Digitales Filter nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß in dem Rückkoppelzweig (301) eine Signalverarbeitung in Zeitmultiplex stattfindet.
8. Digitales Filter nach einem der Ansprüche 2 bis 7, dadurch gekennzeichnet, daß die Filterkoeffizienten während eines Multiplex-Filterbetriebs verändert werden.
9. Digitales Filter nach einem der Ansprüche 1 bis 8, dadurch gekennzeichnet, daß vor dem Ausgangsmultiplexer MX4 das Filter ein Glied (901) zur Phasendrehung aufweist.
10. Digitales Filter nach einem der Ansprüche 1 bis 9, dadurch gekennzeichnet, daß das digitale Filter in einem anwendungsspezifischen integrierten Schaltkreis (ASIC) implementiert ist.

Hierzu 9 Seite(n) Zeichnungen

20

25

30

35

40

45

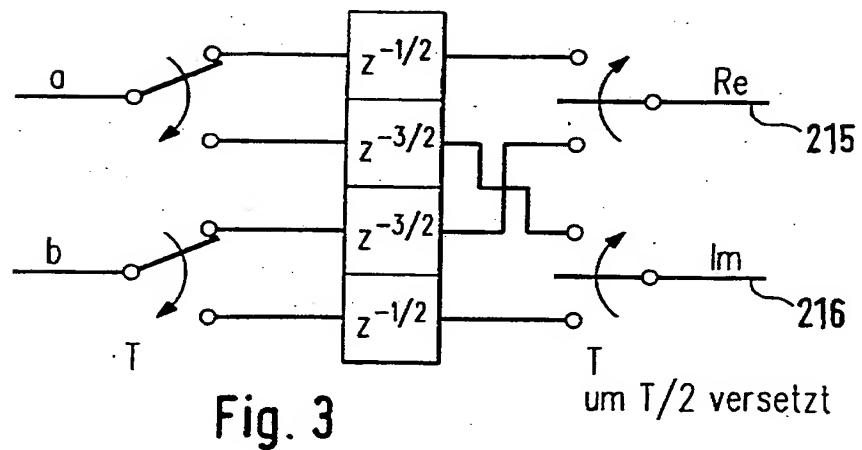
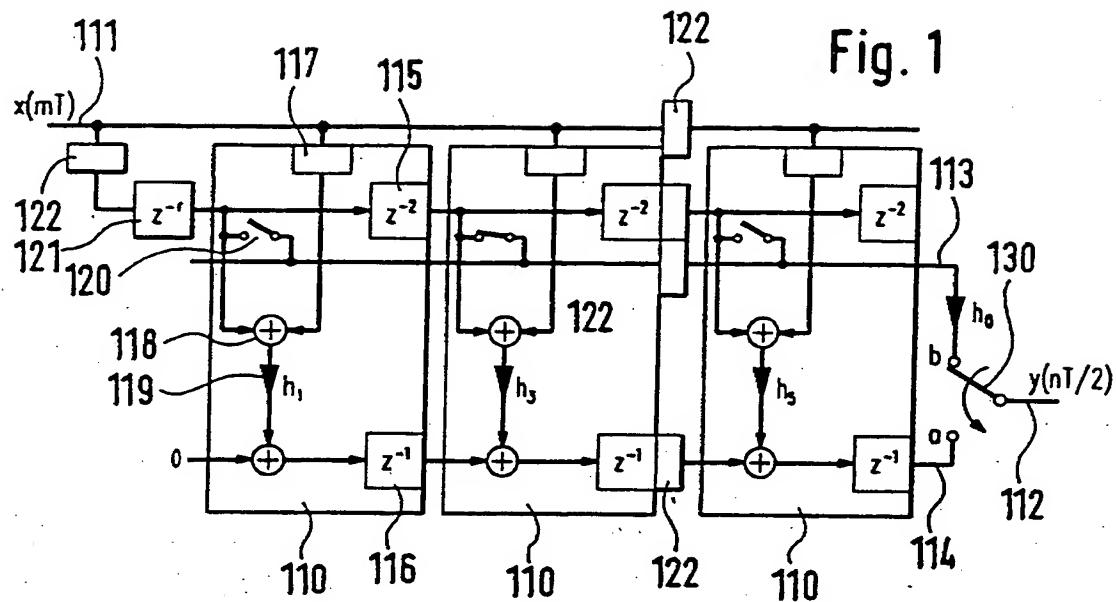
50

55

60

65

- Leerseite -



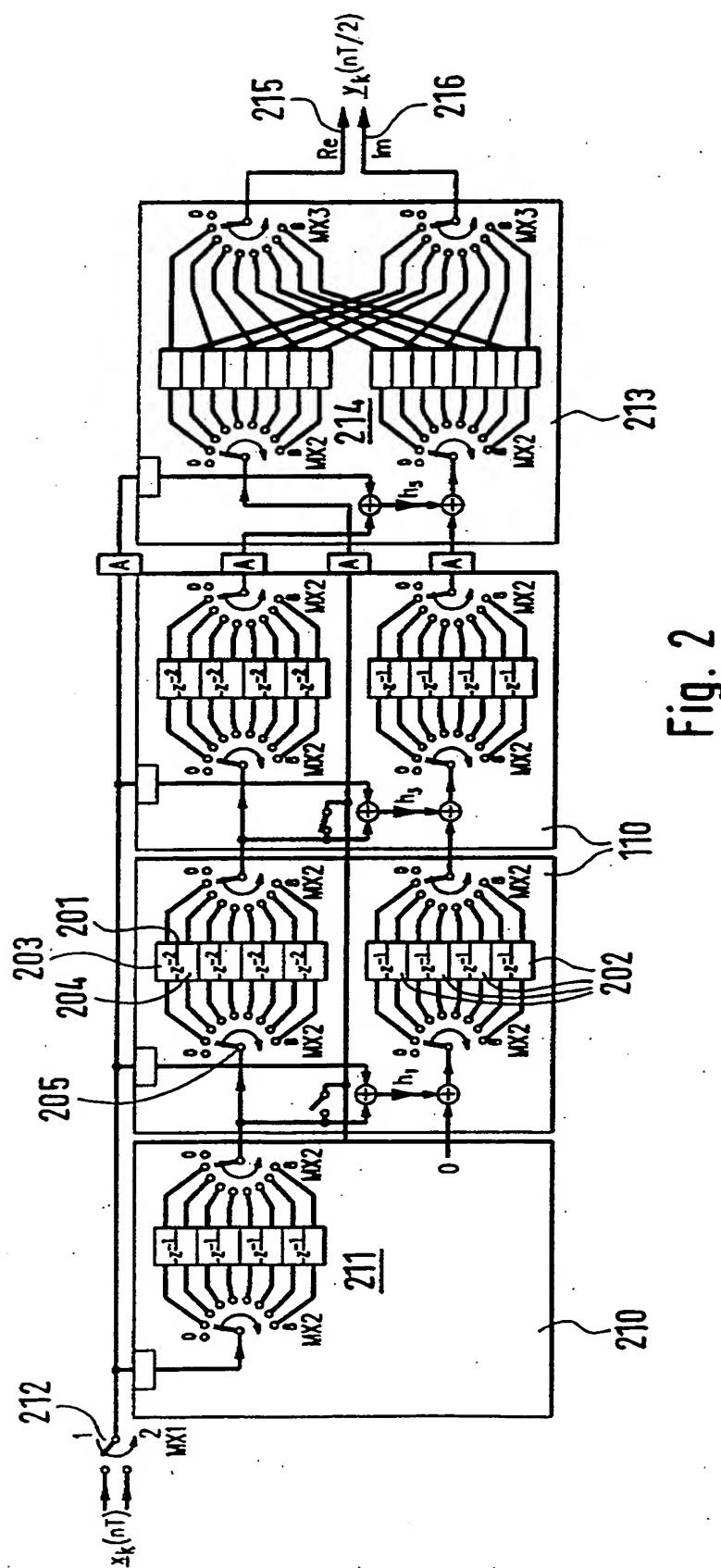


Fig. 2

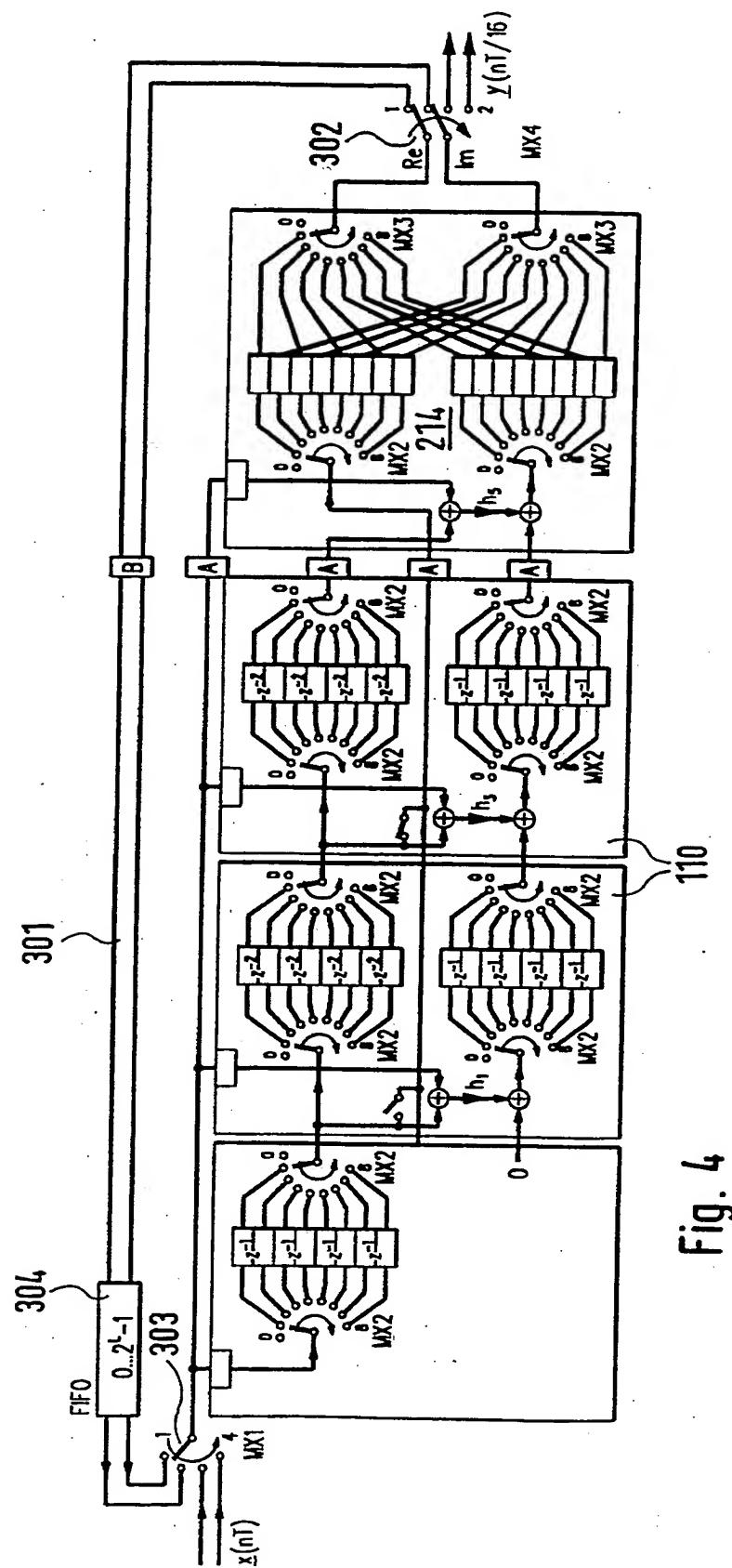


Fig. 4

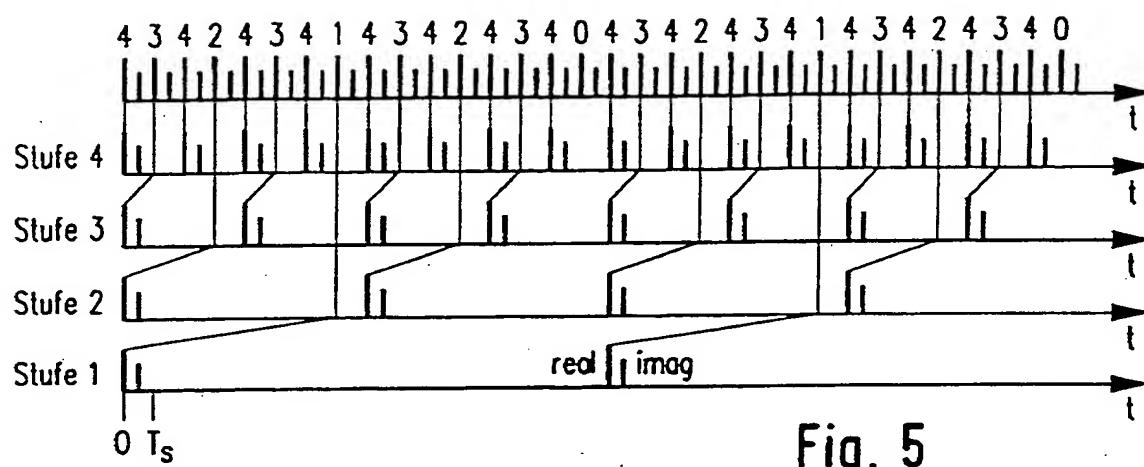


Fig. 5

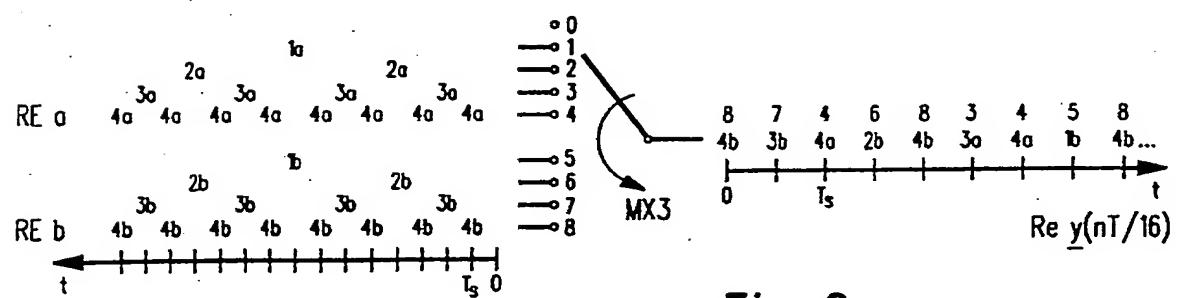
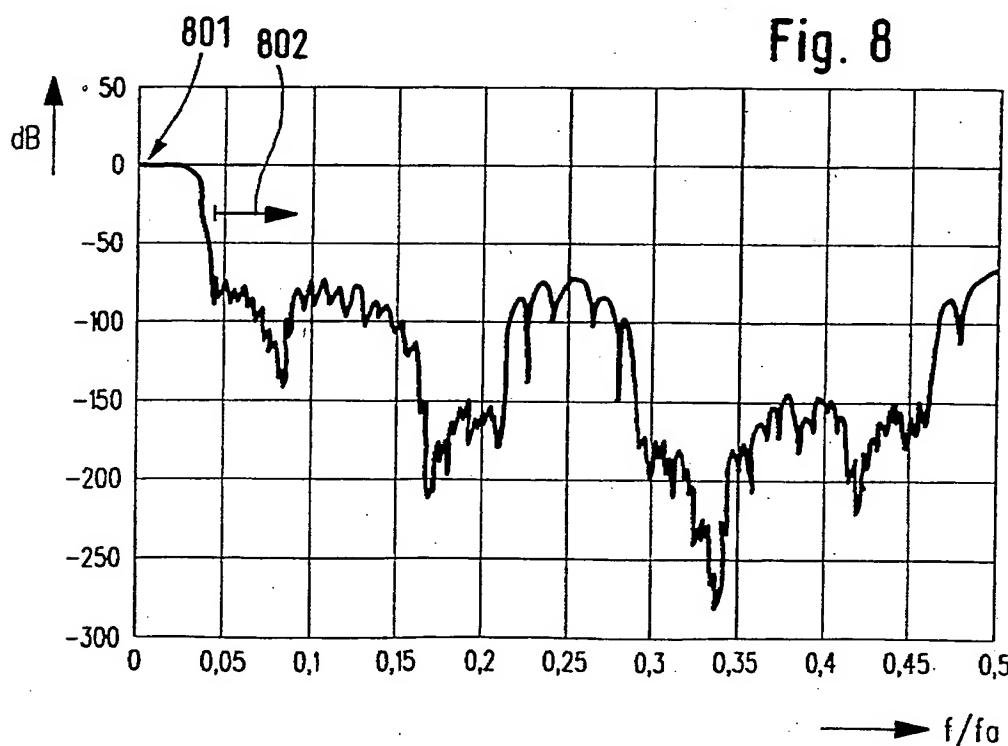


Fig. 6

Fig. 7

<i>i</i>	<i>MX</i>	<i>MX</i>	<i>MX</i>	<i>MX</i>	<i>i</i>	<i>MX</i>	<i>MX</i>	<i>MX</i>	<i>MX</i>	<i>i</i>	<i>MX</i>	<i>MX</i>	<i>MX</i>	<i>MX</i>	<i>i</i>	<i>MX</i>	<i>MX</i>	<i>MX</i>	<i>MX</i>
1	2	3	4	1	2	3	4	1	2	16	1	2	24	1	2	3	4	1	
0	1	7	8	2	8	1	7	8	2	16	1	7	8	2	24	1	7	8	2
1	2	8	7	1	9	2	8	7	1	17	2	8	7	1	25	2	8	7	1
2	1	5	4	2	10	1	5	4	2	18	1	5	4	2	26	1	5	4	2
3	2	6	6	1	11	2	6	2	1	19	2	6	6	1	27	2	6	2	1
4	1	7	8	2	12	1	7	8	2	20	1	7	8	2	28	1	7	8	2
5	2	8	3	1	13	2	8	3	1	21	2	8	3	1	29	2	8	3	1
6	1	3	4	2	14	3	1	4	2	22	1	3	4	2	30	1	0	4	2
7	2	4	5	1	15	4	2	0	1	23	2	4	1	1	31	2	0	0	1

Fig. 8



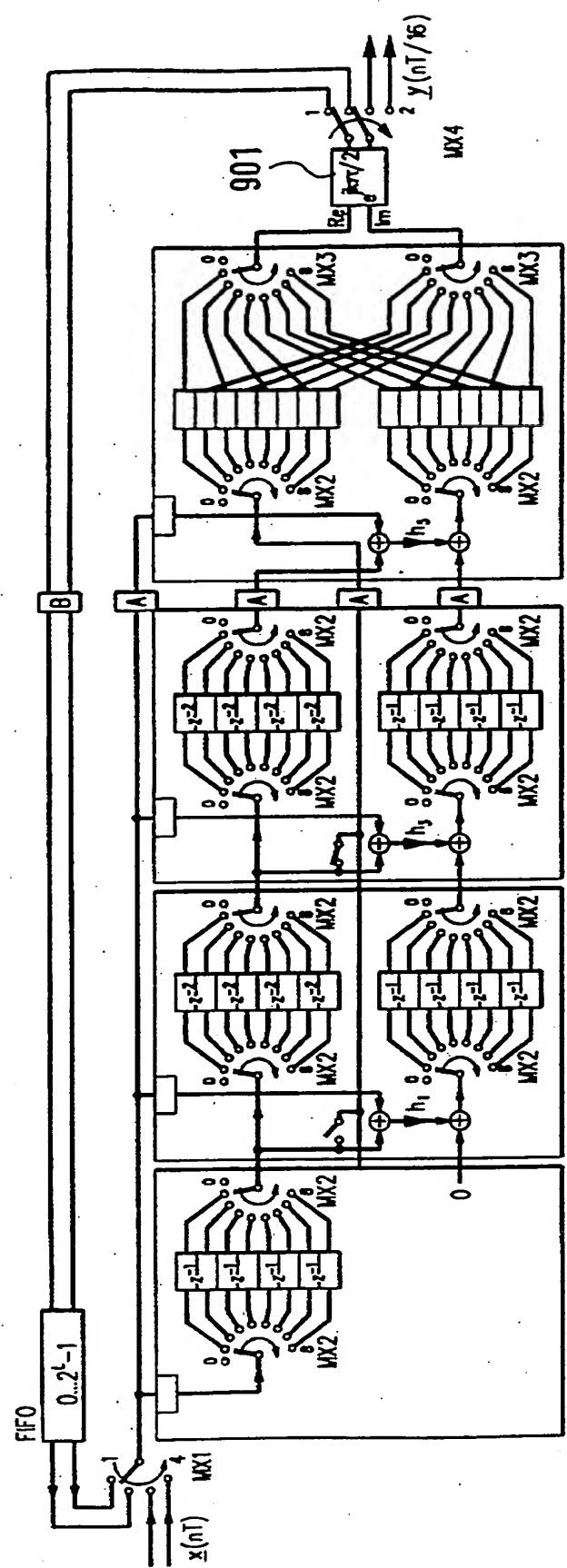
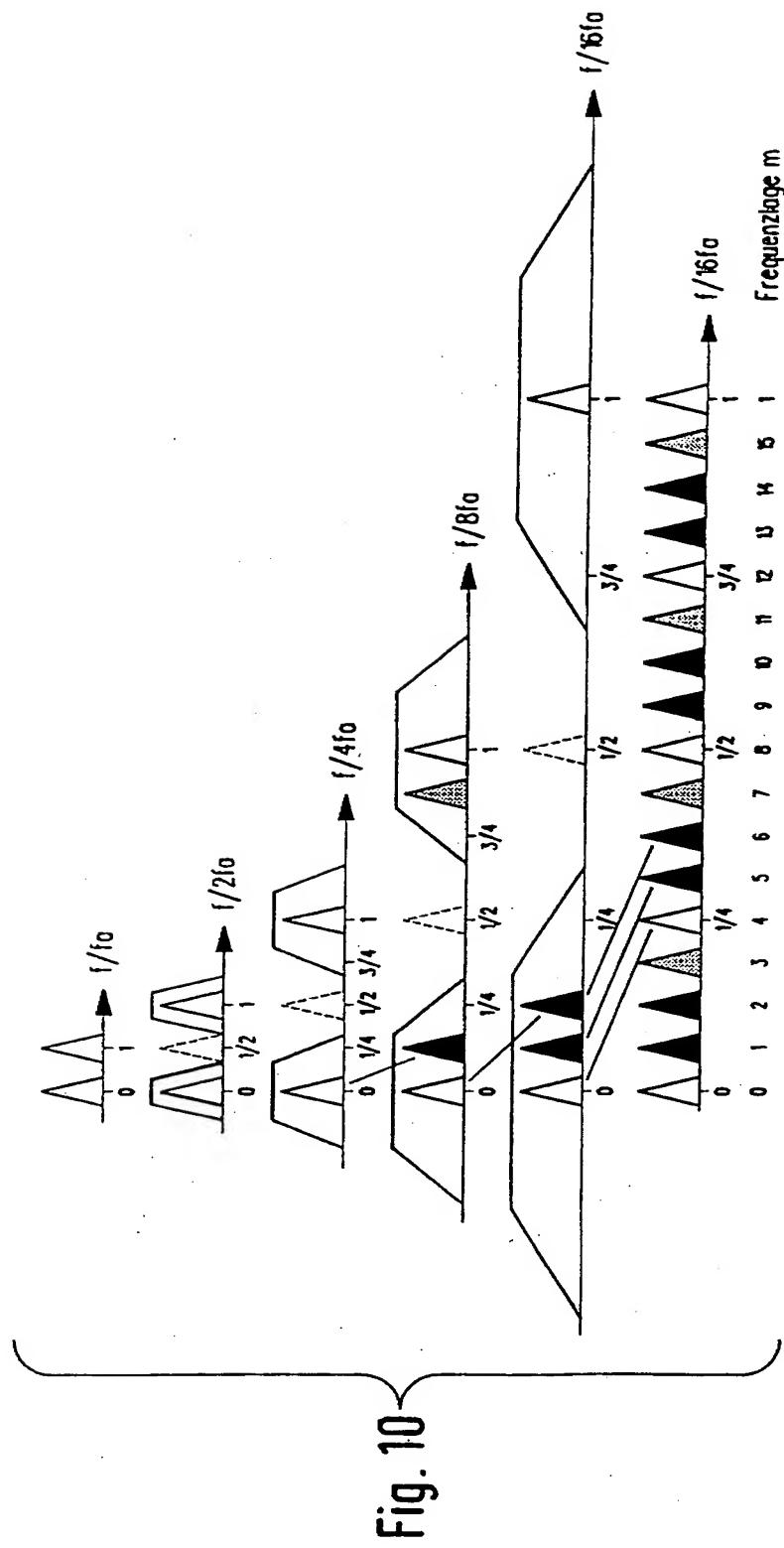


Fig. 9



m	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
k_1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
k_2	0	1	0	-1	0	1	0	-1	0	1	0	-1	0	1	0	-1
k_3	0	0	1	0	0	0	-1	0	0	0	1	0	0	0	-1	0
k_4	0	0	0	1	1	1	2	2	2	2	2	-1	-1	0	0	0

Fig. 11

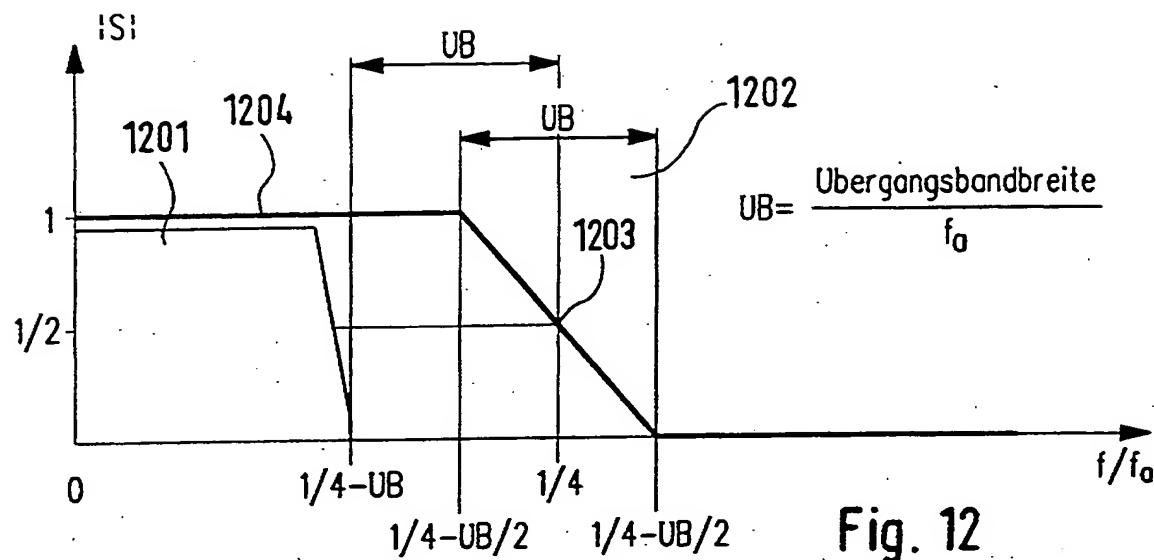


Fig. 12

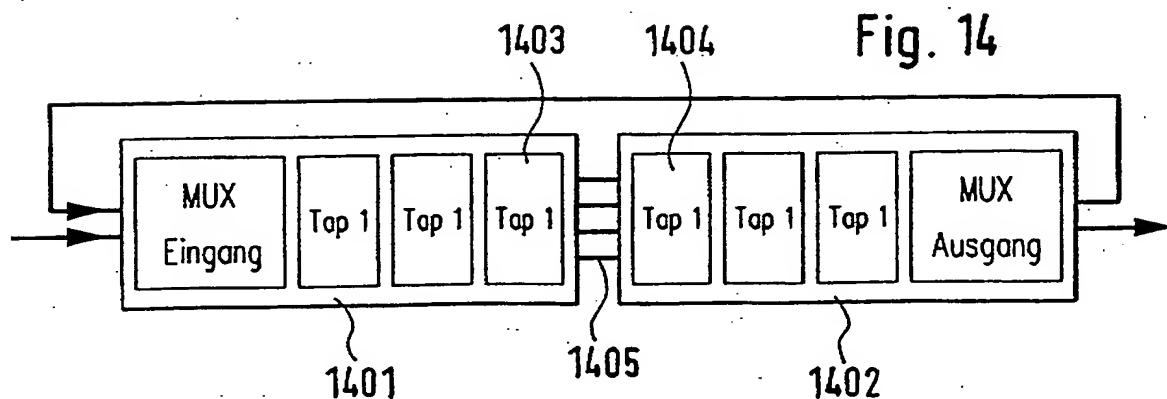


Fig. 14

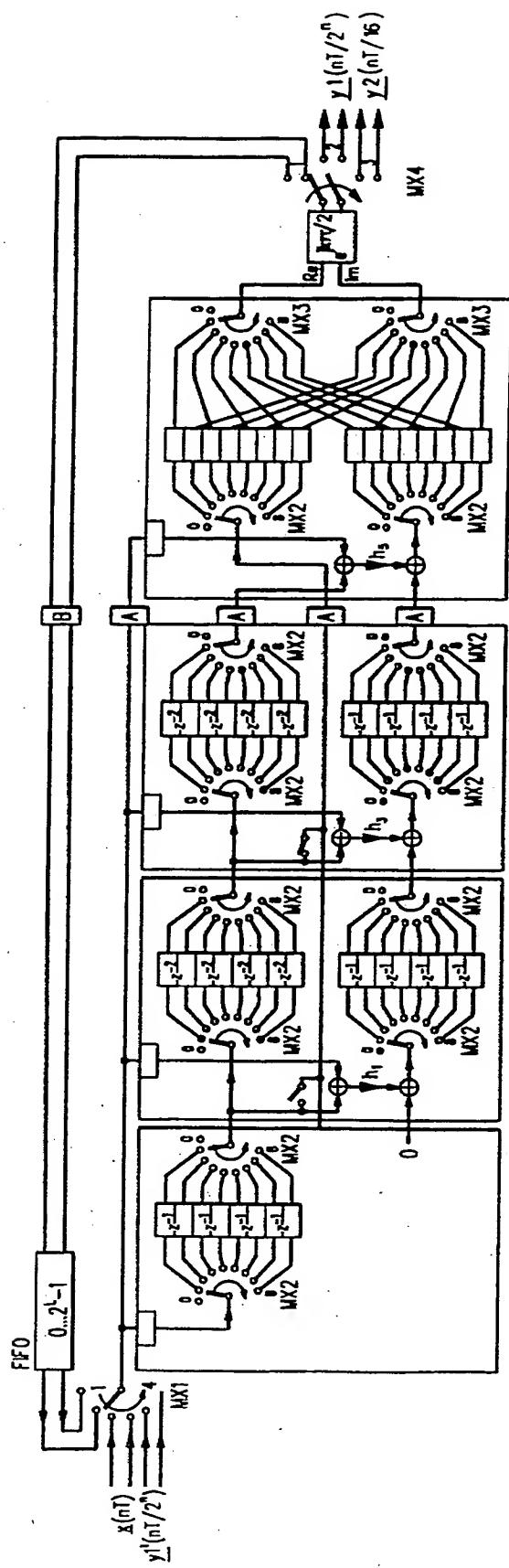


Fig. 13.